

# 雷达手册

第五分册

[美] M.I. 斯科尔尼克 主编

国防工业出版社

53073  
9

7324/073

DG46/508

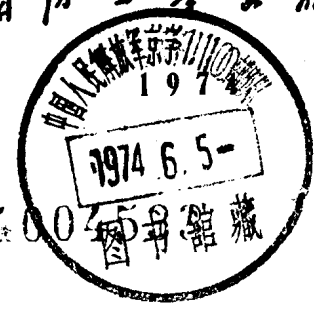
# 雷 达 手 册

(第五分册)

〔美〕M.I.斯科尔尼克 主编

谢 卓 译      张直中等 校

国防工业出版社



## 内 容 简 介

本《手册》系根据[美]M. I. 斯科尔尼克主编的《雷达手册》一书译出。

全《手册》共有三十九章。为了读者使用方便，译文不是按原书章次编排，而是大致按细分的专业将其分成十个分册。

《雷达手册》第五分册共有两章，即第十六、十七章。第十六章 传输线、元件和器件；第十七章 天线阵移相器。

本《手册》可供所有从事雷达工程的工人、科技人员和大专院校师生参考。

Radar Handbook  
M. I. Skolnik  
McGraw-Hill, Inc. 1970

\*

### 雷 达 手 册 (第五分册)

[美] M. I. 斯科尔尼克 主编  
谢 卓 译 张直中等 校

\*

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业许可证出字第074号

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

\*

787×1092<sup>1</sup>/<sub>16</sub> 印张5 111千字

1974年2月第一版 1974年2月第一次印刷 印数：0,001—9,400册

统一书号：15034·1351 定价：0.46元

## 出版者的话

为了适应我国电子工业迅速发展的形势，我们组织翻译了由〔美〕M. I 斯科尔尼克主编的《雷达手册》一书，以帮助读者了解雷达方面的情况。

在原书中，编者试图包含雷达技术领域的各种主要问题。看来，本书的内容比较广泛，但不很深。它省略了一般雷达方面的书籍中通常有的数学推导和详细说明。其实，讨论的许多题目本身都可以写成单独的书籍。为了帮助读者深入研究，原书的每章都提供了许多参考文献。

本《手册》共有三十九章。为了读者使用方便，译文不是按原书章次编排，而是大致按细分的专业将其分成十个分册。第一分册包括雷达简介、雷达检测能力、波形设计；第二分册包括目标特性、气候影响、电磁兼容性；第三分册包括接收机、显示器、自动检测理论、数字信号处理；第四分册专论发射机；第五分册包括馈线、移相器；第六分册包括天线、天线罩；第七分册包括连续波、调频、脉冲压缩和动目标显示雷达；第八分册包括脉冲多卜勒、跟踪、测高和合成孔径雷达；第九分册包括固态、民用航海、卫星监视、天文和航天雷达；第十分册包括多基地、激光雷达，以及雷达信标和无源检测。这十个分册先后出版以后，另外再出版一部分合订本。

原书主编者在前言中对全书未能采用单一标准符号作了说明。他认为，由于当前没有一致通用的符号，如果本书采用某种单一的标准符号，就意味着武断地确定某一种符号是优先选用的，因此，原书允许各章的作者采用自己惯用的符号，只要对它作出确切的定义就行。例如，雷达方程这样一种被认为是标准的和常见的公式，在本《手册》的几个不同部分就写成稍有不同但又是等效的形式，用不同的符号来表示距离、功率、最小可检测信号等等。我们认为上述处理办法是可行的，因此，我们对译文全书的符号也没有统一。

虽然本书偏重于雷达系统方面，但除了对从事雷达系统方面的工程技术人员有用外，还可供其他所有从事雷达工程的有关人员参考。

虽然本《手册》篇幅较大，但在有关厂、所、院校的大力协同下，译校工作开展得比较顺利。在此，谨向为《雷达手册》一书的出版作了不少工作的单位和个人表示衷心感谢。

由于水平有限，书中的缺点和错误在所难免，希望读者批评指正。



# 目 录

第十六章 传输线、元件和器件(8)●	5-3
16.1 传输线的参数	5-3
16.2 空心金属波导管	5-8
16.3 同轴传输线	5-12
16.4 带状线和微带	5-12
16.5 元件和器件	5-13
16.5.1 微波接头	5-13
16.5.2 旋转关节	5-16
16.5.3 功率检波器	5-16
16.5.4 隔离器和环流器	5-18
16.5.5 限幅器	5-21
16.5.6 开关	5-22
16.5.7 谐振器	5-24
16.5.8 终端负载和衰减器	5-26
16.6 天线收发转换开关	5-27
16.6.1 气体放电管型收发开关	5-28
16.6.2 铁氧体型收发开关	5-30
16.6.3 二极管型收发开关	5-30
参考文献	5-31
第十七章 天线阵移相器(12)	5-35
17.1 移相器在雷达中的应用	5-35
17.1.1 移相器发展的历史和本章内容	5-35
17.1.2 对移相器的要求	5-36
17.1.3 移相器性能	5-37
17.2 用在铁氧体移相器中亚铁磁材料的性质	5-38
17.2.1 微波与亚铁磁材料相互作用	5-38
17.2.2 颠耳德张量	5-39
17.2.3 张量分量随外加磁场和频率的变化	5-39
17.2.4 饱和磁化强度的选择	5-40
17.2.5 磁化强度随温度的变化	5-40
17.2.6 峰值功率限制	5-41
17.2.7 影响插入损耗的因素	5-41
17.2.8 环形材料的性质	5-42
17.3 铁氧体移相器: 非互易器件	5-44
17.3.1 双片数字移相器	5-44
17.3.2 双片模拟移相器	5-46
17.3.3 带状传输线移相器	5-47
17.3.4 带状传输线慢波结构移相器	5-48
17.3.5 同轴线-波导组合移相器	5-48
17.3.6 螺旋线移相器	5-49
17.4 铁氧体移相器: 互易器件	5-49

● 为了便于查对原文, 在每章题目后的圆括弧内用阿拉伯数字注明了相应的原书章次。——译注



17.4.1	莱其亚-斯宾塞移相器	5-49
17.4.2	波导模拟锁式移相器	5-52
17.4.3	带状传输线模拟锁式移相器	5-52
17.4.4	超高频铁氧体移相器	5-53
17.4.5	法拉第旋转移相器结构	5-53
17.4.6	极化不灵敏反射阵移相器	5-53
17.5	铁氧体控制的延时电路	5-51
17.5.1	延时位	5-54
17.5.2	传播媒质的选择	5-55
17.5.3	开关的选择	5-55
17.5.4	利用带状传输线环流器开关的延时电路	5-55
17.5.5	利用三端波导环流器开关的延时电路	5-57
17.6	铁氧体移相器用的激励器	5-57
17.6.1	莱其亚-斯宾塞移相器用的激励器	5-57
17.6.2	环状数字式移相器用的激励器	5-58
17.6.3	环状模拟式移相器用的激励器	5-59
17.7	半导体二极管移相器	5-60
17.7.1	引言	5-60
17.7.2	高功率数字式移相器	5-61
17.7.3	低功率模拟式移相器	5-68
17.7.4	测量二极管移相器性能数据的例子	5-68
	参考文献	5-72

## 第十六章 传输线、元件和器件

GEORGE P. KEFALAS,

JAMES C. WILTSE

这一章首先介绍不同类型的雷达传输线和反映其特征的基本参数，其次介绍波导管和 TEM（同轴线、带状线和微带）传输线及其技术性能。最后介绍微波雷达元件和器件的主要类型，主要介绍下列内容（1）它们的基本工作原理；（2）波导管和 TEM 传输线的一些共同的实物形式；（3）它们的技术性能。同时还介绍了重要设计数据资料和著作，从中读者可以得到进一步的了解。这一章旨在使雷达总体设计者对微波传输线、元件和器件有一般了解，并为高频专业人员更深入了解或设计提供一个基础。

### 16.1 传输线的参数

射频能量借助于传输线从发射机经过不同的元件传到天线，或者从天线经过另一些元件传到接收机，传输线还可以用作谐振电路、阻抗匹配器、测量设备，或作为各种元件的基本结构。在一般的雷达系统中，最常用的微波或射频传输线为波导管、同轴线和带状线，它们都是由导电性能良好的金属（像铜、铝、银或黄铜）制造的。为了防止表面氧化或腐蚀，有的在表面还进行涂覆或电镀。通常这些传输线的横截面是矩形、圆形、有时或为椭圆形。与通常在低频时的集总参数显著不同，雷达传输线和有关的元件主要是呈现出沿线分布的电容和电感效应。分布电容和电感的数值决定于线的尺寸和几何结构以及线中的介质材料（典型的如空气或低损耗的塑料），这些参数也决定了线的特性阻抗。

虽然不同类型的传输线有着不同的电场和磁场结构，以及不同的衰减和相位特性，但对任何的均匀线（波导、同轴线或带状线）它们具有相同的普遍关系。电磁波沿传输线传输时，在不连续处（如与元件或不同传输线的接头处）将产生部分地反射，且反射波和入射波相互干涉形成一个驻波。这个驻波可用开槽线测量，确定电压驻波比<sup>●</sup>（VSWR），以衡量元件或传输线的质量。如果反射波是零，则 VSWR 为 1；如果入射波全反射，则 VSWR 为无限大。对于大多数元件而言，都希望有一个小的 VSWR（仅稍大于 1），因为这表示反射比较小。

在一般情况下，一个波列沿线传输时，在幅度和相位上按传播常数（ $\gamma$ ）衰变，它可能是复数：

$$E_R = E_0 e^{-\gamma l} \quad (1)$$

式中  $E_R$  = 接收信号的幅度；

$E_0$  = 初始信号的幅度；

---

● 入射波及反射波同相时的幅度之和与反相时的幅度之和的比值。

$$\gamma = \alpha + j\beta,$$

$\alpha$  = 衰减常数;

$\beta$  = 相位常数;

$l$  = 到信号源的距离。

对均匀线可以定义下面的参数为:

$L$  = 单位长度的电感量(亨利);

$C$  = 单位长度的电容量(法拉);

$G$  = 单位长度的电导(姆欧);

$R$  = 单位长度的串联电阻(欧姆);

$\omega$  = 角频率(弧度/秒)。

传播常数可以表示为:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2)$$

如果线是无损耗或理想的 ( $\alpha = 0 = R = G$ ), 则

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (3)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = 2\pi/\lambda_g \quad (4)$$

式中,  $\lambda_g$  为传输线(或波导)波长。

一个无限长的均匀线的特性阻抗为:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5)$$

如果线是无损耗的,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

如果均匀线具有一有限长度 ( $l$ ), 而终端接上它的特性阻抗, 则它的输入阻抗亦是  $Z_0$ , 不会产生反射波, 这时称它是匹配的。然而, 当一个均匀线终端接上一个任意阻抗  $Z_L$  时, 输入阻抗为:

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \quad (7)$$

如果线是无损耗的, 则为:

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (8)$$

当终端短路时 ( $Z_L = 0$ ), 则其输入阻抗为:

$$Z_{sc} = Z_0 \tanh \gamma l \quad (9)$$

如果线是无损耗的 ( $\gamma = j\beta$ ), 则为:

$$Z_{sc} = jZ_0 \tan \beta l \quad (10)$$

同样, 如果均匀线终端开路 ( $Z_L = \infty$ ), 则其输入阻抗为:

$$Z_{oc} = Z_0 \coth \gamma l \quad (11)$$

如果线是无损耗的, 则为:

$$Z_{oc} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (12)$$



方程式(4)和(6)到(12)在传输线问题中是特别有用的,从中还可推导出其它四个有用的关系。例如,如果传输线长度为四分之一波长的奇数倍,则它的输入阻抗为:

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \coth \alpha l}{Z_0 + Z_L \coth \alpha l} \quad (13)$$

如果线是无损耗的,则为:

$$Z = Z_0^2 / Z_L \quad (14)$$

传输线的长度为半波长的整数倍时,它的输入阻抗为:

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \alpha l}{Z_0 + Z_L \tanh \alpha l} \quad (15)$$

对于无损耗的情况,

$$Z = Z_L \quad (16)$$

这表明在无损耗线上终端阻抗每隔半个波长重复一次,从方程(14)可以看到

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1}{Z_L / Z_0} \quad (17)$$

这表明无损耗的四分之一波长(或奇数倍)线其终端阻抗与输入阻抗成倒数的关系。因此,这样长度的线可用于阻抗匹配,如果满足下列条件:

$$Z_0 = \sqrt{Z Z_L} \quad (18)$$

例如,如果 $Z_L$ 已知,它就能被匹配到阻抗为 $Z$ 的线上,只要在两者之间插入一段其特性阻抗由方程(18)<sup>(1)</sup>确定的四分之一波长线(或变换器)即可。

上面给出的方程表明:可用短段传输线作为电路元件或调配器。这样的线段,如果特性阻抗、终端阻抗和长度选择适当时,可以获得任何需要的输入阻抗。短路线(或短路支线)在实践中已被广泛应用,并且只要适当地选择它的长度便能获得任意的电抗值<sup>(1)</sup>。当传输线接上与它的特性阻抗不同的阻抗后,沿线出现电压和电流的驻波。当一段传输线用做电路元件时正希望和需要这种情况,但是,当线是用作把能量从一点传输到另一点时,却不希望这种情况。因为驻波增加线上的损耗并可能引起高压击穿等问题。不过特定的负载(例如与波导或同轴线相联的天线)引起的不匹配和产生的反射波,可以在接近负载的适当位置把一段匹配用的支线(即适当长度的短路线段)接在主传输线上,则反射波基本上可以消除<sup>(1~3)</sup>。在某些情况下通常应用两个或三个线段(双调谐器或三调谐器)来达到匹配的要求<sup>(1)</sup>

应用前面的传输线方程可能比较麻烦且费时,而图解法则提供了一种简便的求解法,最重要的方法是,应用直角坐标的阻抗图或极坐标的阻抗图。其中后者(称为史密斯圆图)更常用(见图16-1),它包括画在极坐标图上的等电阻和等电抗轨迹。半径代表电压驻波比和反射系数,角度对应于沿线的相位或长度的变化,应用这个图的详细例子在参考文献[1~4]中都有。在一般情况下,它能反映出阻抗如何沿线变化,以及阻抗与电压驻波比或反射系数的关系,它还能反映电压最小点的位置。它经常用来画出阻抗随频率变化的曲线,以观察宽频带元件的阻抗性能。该图用导纳座标也是有效的,因为导纳沿理想传输线的变化和阻抗的情况一样<sup>(4)</sup>。在这图上导纳代替阻抗,电导代替电阻,电纳代替电抗。

上面提到的反射系数( $\rho$ )定义为:

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (19)$$

$\rho$ 一般是复数，因为特性阻抗和负载阻抗可能是复数。反射系数的大小等于沿传输线任意一点的反射波和入射波幅度之比。它与电压驻波比的关系为：

$$|\rho| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (20)$$

在图 16-2 上画出了对应的曲线。电压驻波比（总为实数）是最大电压与最小电压幅度之

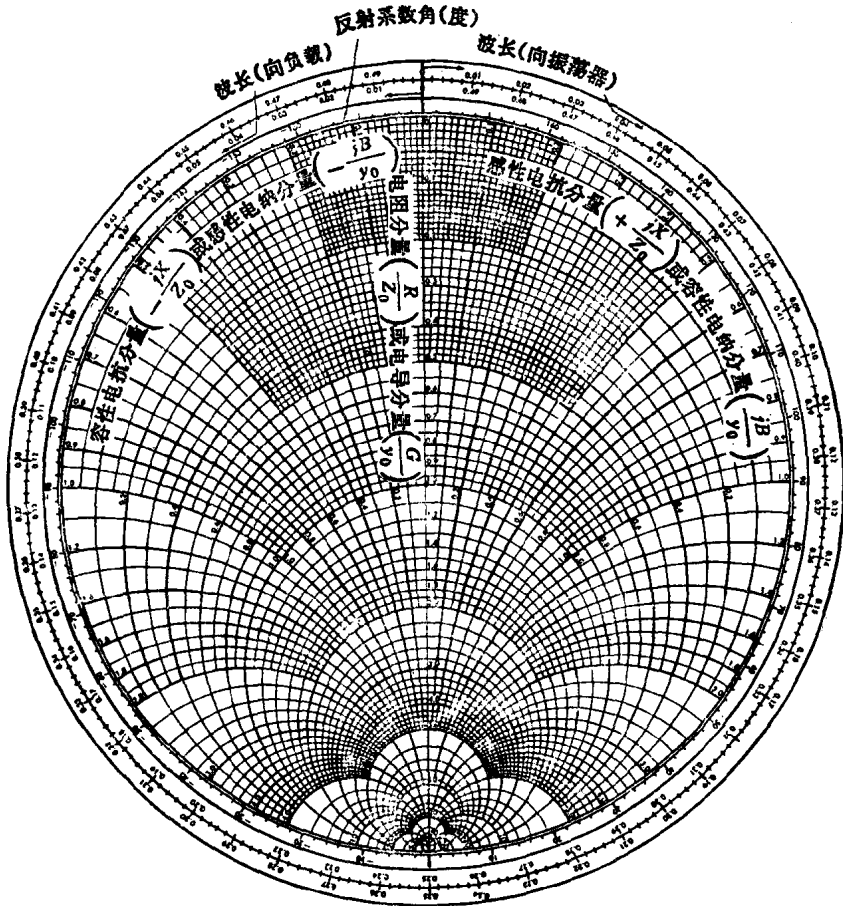


图16-1 极坐标阻抗圆图 (或史密斯圆图)

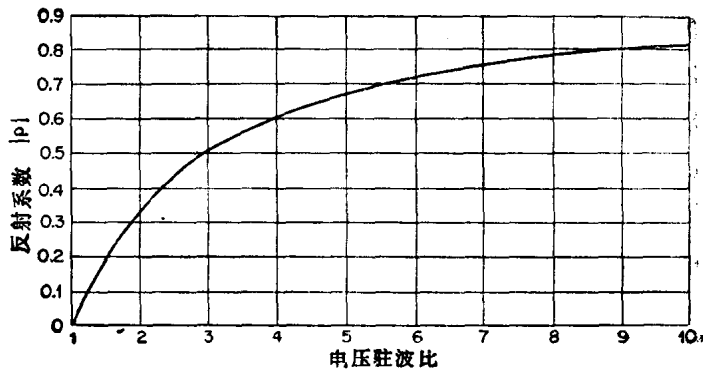


图16-2 电压驻波比与反射系数的关系

比。这些电压可以用开槽线直接测量，通过线的外壁切一个轴向的槽，并把一个可移探针轻轻地插入线中来检测电压值。沿槽刻有可读出轴向位置的刻度<sup>(6)</sup>。电压最大值出现在入射波和反射波同相相加的位置，最小值出现在它们的相位差为 $180^\circ$ 相加的位置。在无损耗的均匀线上，所有的电压最大值是相等的。同样，所有的电压最小值也是相等的，它们沿传输线在隔四分之一波长处交替(在两个最小点之间或最大点之间的间隔为半波长)。在有损耗的传输线或波导中，电压驻波比的数值以及驻波的周期是沿线改变的<sup>(1)</sup>。

开槽线可以用来直接测量驻波图形，由此可以计算出反射系数的数值、反射的功率、传输的功率和负载阻抗等<sup>(1,6,7)</sup>。典型的值示于列线图(图16-3)上(部分由方程(20)计算)。有关数据的其它曲线在参考文献〔7〕和〔8〕中给出，包括两级不匹配时电压驻波比的最大值和最小值，也画出了具有有限损耗的介质中的衰减效应曲线。

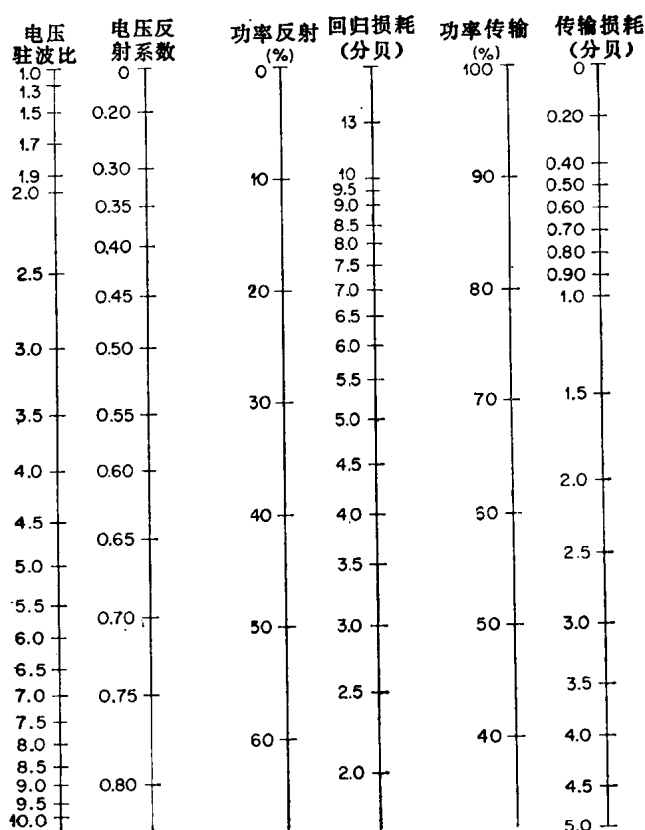


图16-3 电压驻波比列线图，在水平线上读对应值

亦可用另外一种测量方法确定反射系数。即用双定向耦合器(见16.5节)代替开槽线，它是通过分开的端(定向耦合器的付臂)耦合出入射波和反射波来测量的。在理想的情况下，两者输出的比值等于或比例于负载阻抗所产生的反射系数的幅值。定向耦合器的性能不好会使测量不正确，但现有的定向耦合器能在很宽的频率范围内达到良好的精度。现已广泛应用这个称做反射计技术的方法，因为它对于宽频带测量很方便，并能应用在自动阻抗测量设备中。

## 16.2 空心金属波导管

在雷达中金属波导管（或空心导管）是应用最广泛的传输线之一，电磁能量以特殊的称为模式的电磁场结构沿波导内部传输，传输参数和模式的特性与横截面的形状及尺寸（与波长相比较）有很大的关系。最常用的是宽度  $a$  和高度  $b$  之比接近于 2:1 的矩形波导（见图 16-4），根据需要也应用了横截面为圆形、椭圆形和脊形的波导。

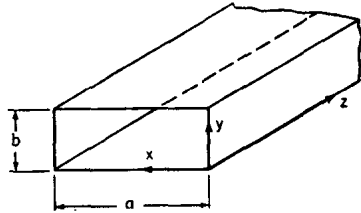


图16-4 矩形波导的尺寸和坐标系统

前节中所叙述的一般传输线的参数适用于波导管。关于波导中模式的特性如场的分布、衰减、相位延迟和功率容量等都可从麦克斯韦方程<sup>(1,4,9)</sup>推导而得。首先用通常的矢量算子和方程变换得到一般的波动方程这种运算可在广义座标中进行，但所得微分形式的波动方程，通常是在与

所研究的波导的几何形状相适应的座标系中求解，即在矩形波导中采用直角座标，在圆波导中采用圆柱座标求电场和磁场分量的解。一般所用导体都有很高的导电率，假设导电率是无限的，则可得到理想的解，这时就能在电磁场中应用熟悉的边界条件（例如与导体表面平行或相切的电场分量在壁的内部必须为零）。

解的结果表明，比所谓“截止波长”长的波在波导内将不能有效传播，而比较短的波（比较高的频率）的能量则可以低的损耗用各种可能的模式传播。在截止频率以上的能够传播的第一模是最重要的，因为它是“基模”，即在截止频率以上的一个频率范围内只有这个模能传播。一般可以存在两种波型，即横电波（ $TE_{m,n}$  在  $z$  方向没有电场分量）和横磁波（ $TM_{m,n}$  在  $z$  方向没有磁场分量），但横电磁（TEM）波（即没有  $z$  分量）是不存在的。下标  $m$  和  $n$  可以是 0、1、2、3、……等，它们分别表示矩形波导中横场在  $x$  或  $y$  方向半波长的变化数。

关于矩形波导场分量的详细表达式在许多参考文献中（参考文献〔4〕第 421 页）都可找到。基模（即  $TE_{1,0}$  模）已在图 16-5 中画出，它是在矩形波导中最常用的一个模。 $TE_{1,0}$  模（假设随时间作简谐变化）的场分量有下述关系：

$$E_y \sim \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (21)$$

$$H_x \sim \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (22)$$

$$H_z \sim \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (23)$$

$$H_y = 0 = E_x \quad (24)$$

式中  $\gamma$  为传播常数。截止波长  $\lambda_c = 2a$  与尺寸  $b$  无关，场的极化是固定的，仅有一个电场分量。当波导内充以空气时波导内的波长（ $\lambda_g$ ）和工作波长（ $\lambda$ ）以及波导宽度，有下述关系：

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (25)$$

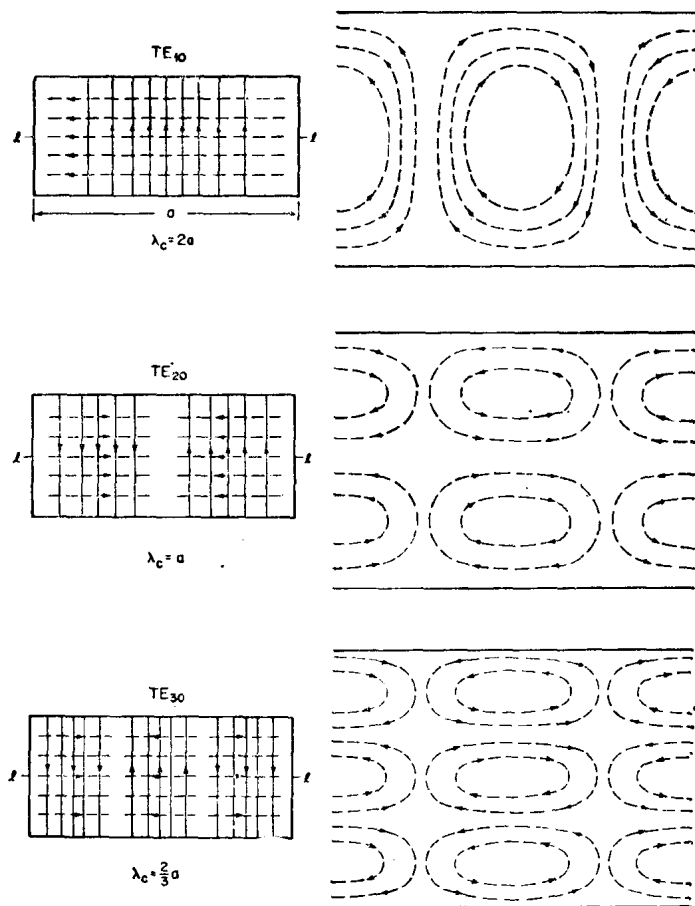


图16-5 矩形波导中TE模的场结构；实线表示电场线，虚线表示磁场线。左边表示横截面。右边表示通过  $l-l$  的纵断面

方程 (25) 的后一种形式对于任意横截面的波导都成立。在波导中介质加载的影响也可以进行计算<sup>(4)</sup>。不同模式的相对截止频率示于图 16-6。表 16-1 给出了标准矩形波导的其它详细数据，其中包括理论额定功率。

在参考文献〔7〕第 38 页中给出了不同标准波导尺寸的平均功率容量和峰值功率容量的有关数据。

由于非理想导电壁（或在波导中偶尔用了非理想介质）引起的损耗，可以很容易地计算出来<sup>(4)</sup>。图 16-7 表示由于几种波导的壁损耗引起的衰减

值。在参考文献〔4〕第 426 页中给出了由于导体和介质损耗引起衰减的明晰公式。

关于圆截面的波导，在圆柱坐标系中解波动方程所得电场和磁场分量的表达式中，包括贝塞尔函数项(半径关系)和三角函数项(角度关系)的乘积。在一般情况下，横电场(TE)模和横磁场(TM)模都可以存在，但横电磁场(TEM)模是不存在的。最主要的是两个模：即  $TE_{11}$  基模和  $TE_{01}$  低损耗模<sup>(4,6)</sup>，前一个模是在圆波导中广泛应用的基本模式，在许多方

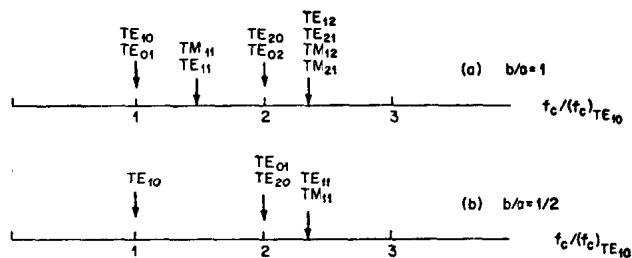


图16-6 矩形波导中波的相对截止频率

表16-1 矩形波导特性

EIA波导名称 WR( )	推荐的TE <sub>10</sub> 模的工作范围 (千兆赫)	TE <sub>10</sub> 模的截止频率 (千兆赫)	理论连续波额定功率,最低频到最高频 (兆瓦)	理论衰减值,最低频到最高频 (分贝/100呎)	合金材料	内侧尺寸 (吋)	JAN波导名称 RG( )/U
2300	0.32~0.49	0.256	153.0~212.0	0.051~0.031	铝	23.000~11.500	
2100	0.35~0.53	0.281	120.0~173.0	0.034~0.034	铝	21.000~10.500	
1800	0.41~0.625	0.328	93.4~131.9	0.056~0.038	铝	18.000~9.000	201
1500	0.49~0.75	0.393	67.6~93.3	0.069~0.050	铝	15.000~7.500	202
1150	0.64~0.96	0.513	35.0~53.8	0.128~0.075	铝	11.500~5.750	203
975	0.75~1.12	0.605	27.0~38.5	0.137~0.095	铝	9.750~4.875	204
770	0.96~1.45	0.766	17.2~24.1	0.201~0.136	铝	7.700~3.850	205
650	1.12~1.70	0.908	11.9~17.2	0.317~0.212	黄铜	6.500~3.250	69
				0.269~0.178	铝		103
510	1.45~2.20	1.157	7.5~10.7			5.100~2.550	
430	1.70~2.60	1.372	5.2~7.5	0.588~0.385	黄铜	4.300~2.150	104
				0.501~0.330	铝		105
340	2.20~3.30	1.736	3.1~4.5	0.877~0.572	黄铜	3.400~1.700	112
				0.751~0.492	铝		113
284	2.60~3.95	2.078	2.2~3.2	1.102~0.752	黄铜	2.840~1.340	48
				0.940~0.641	铝		75
229	3.30~4.90	2.577	1.6~2.2			2.290~1.145	
187	3.95~5.85	3.152	1.4~2.0	2.08~1.44	黄铜	1.872~0.872	49
				1.77~1.12	铝		95
159	4.90~7.05	3.711	0.79~1.0			1.590~0.795	
137	5.85~8.20	4.301	0.56~0.71	2.87~2.30	黄铜	1.372~0.622	50
				2.45~1.94	铝		106
112	7.05~10.00	5.259	0.35~0.46	4.12~3.21	黄铜	1.122~0.497	51
				3.50~2.74	铝		68
90	8.20~12.40	6.557	0.20~0.29	6.45~4.48	黄铜	0.900~0.400	52
				5.49~3.83	铝		67
75	10.00~15.00	7.868	0.17~0.23			0.750~0.375	
62	12.4~18.00	9.486	0.12~0.16	9.51~8.31	黄铜	0.622~0.311	91
				.....	铝		
				6.14~5.36	银		107
51	15.00~22.00	11.574	0.080~0.107			0.510~0.255	
42	18.00~26.50	14.047	0.043~0.058	20.7~14.8	黄铜	0.420~0.170	53
				17.6~12.6	铝		121
				13.3~9.5	银		66
34	22.00~33.00	17.328	0.034~0.048	.....	黄铜	0.340~0.170	
28	26.50~40.00	21.081	0.022~0.031	.....	铝	0.280~0.140	
				21.9~15.0	银		96
22	33.00~50.00	26.342	0.014~0.020	.....	黄铜	0.224~0.112	
				31.0~20.9	银		97
19	40.00~60.00	31.357	0.011~0.015	.....	黄铜	0.188~0.094	
15	50.00~75.00	39.863	0.0063~0.0090	.....	铝	0.148~0.074	
				52.9~39.1	银		98
12	60.00~90.00	48.350	0.0042~0.0060	.....	黄铜	0.122~0.061	
				93.3~52.2	银		99
10	75.00~110.00	59.010	0.0030~0.0041			0.100~0.050	
8	90.00~140.00	73.840	0.0018~0.0026	152~99	银	0.080~0.040	138
7	110.00~170.00	90.840	0.0012~0.0017	163~137	银	0.065~0.0325	136
5	140.00~220.00	115.750	0.00071~0.00107	308~193	银	0.051~0.0255	135
4	170.00~260.00	137.520	0.00052~0.00075	384~254	银	0.043~0.0215	137
3	220.00~325.00	173.285	0.00035~0.00047	512~348	银	0.034~0.0170	139

面可以与矩形波导中的基模  $TE_{10}$  相比较, 只是矩形波导中的  $TE_{10}$  模在单模工作时有比较宽的频带。通过图 16-6 所给出的矩形波导的截止频率数据和图 16-8 所给出的在圆波导中不同模的相对截止频率数据的比较就可以看出这一点。在圆波导中, 下标  $m$  和  $n$  (例如  $TE_{m,n}$ ) 分别表示圆周和半径方向的横场变化数。

在圆波导中的  $TE_{11}$  和  $TE_{01}$  模的电场和磁场结构图示于图 16-9<sup>(4,6,7,10)</sup>。圆波导中的  $TE_{11}$  模与矩形波导中的  $TE_{10}$  模比较, 它的缺点是, 电场和磁场的极化方向在矩形波导中是固定的, 在圆波导中则是不定的。如果以某一极化方向的波引进圆波导而没有防止极化发生偶然旋转的措施时, 通过圆波导后极化方向可能改变。

在圆波导中的  $TE_{01}$  模具有很独特的性质, 即给定波导的衰减随着频率的增加而单调

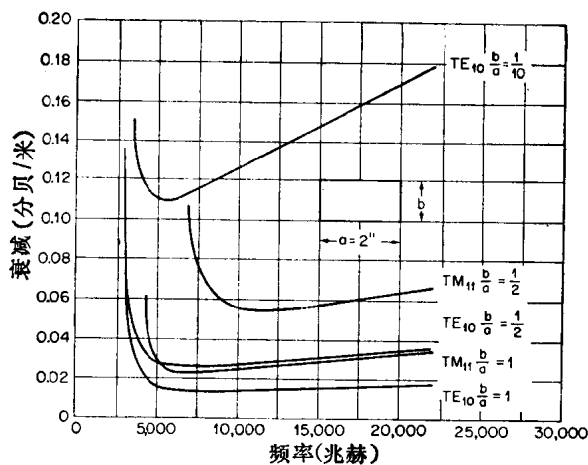


图16-7 固定宽度的矩形波导由于铜损耗引起的衰减

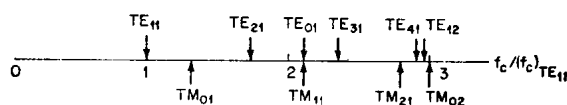


图16-8 圆波导中的相对截止频率

地减小，这一特性在比较高的频率上（毫米波）是特别有用的，而在这样高的频率上大多数的波导或其它波导模式会出现不希望有的高的衰减<sup>(5)</sup>。在圆波导中几个模式的衰减情况示于图16-10。

波导的横截面除了矩形的或圆的外，其它形状的横截面也是重要的。横截面为椭圆的波导可用作机械调相器<sup>(2,11)</sup>。脊形的波导在一般的衰减下单模工作时有极宽的频带特性<sup>(5~7)</sup>。

波导管已被用于整个微波和毫米波频率范围内，表16-1给出了频率从300兆赫到325千兆赫范围内矩形波导的标准尺寸。表上的标称范围主要决定于对尺寸的考虑、制造的困难，而且也由于在更高的频率上有大的衰减。

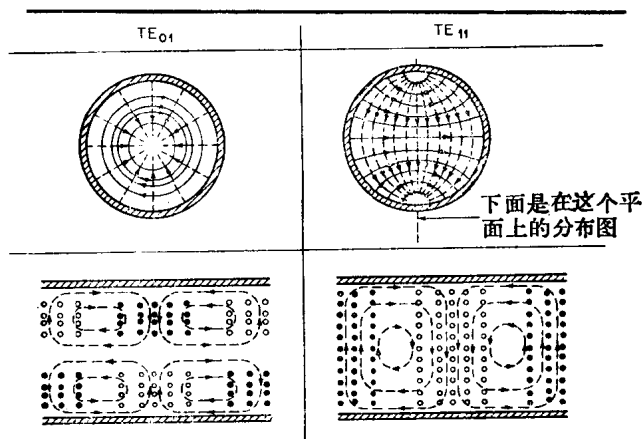


图16-9 圆波导中TE<sub>01</sub>模和TE<sub>11</sub>模的场结构

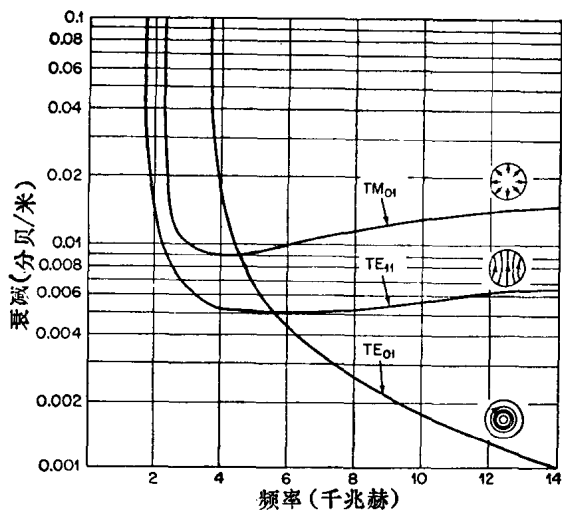


图16-10 半径为5公分的铜管对三个重要模的衰减

### 16.3 同轴传输线

同轴线的数学分析表明,一般说来 TEM、TE和 TM 模都可以传播,假如按工作波长适当地选择尺寸,就可能只传播 TEM 模。这是正常的工作情况。同轴线是最常用的一种型式,主要由于方便的结构和良好的屏蔽效果<sup>[4,5,12]</sup>。同轴线包括软线和硬线两种<sup>[4,6]</sup>。小型和超小型的设计对于减小设备尺寸很重要。小型尺寸已成为标准化商品<sup>[18]</sup>。

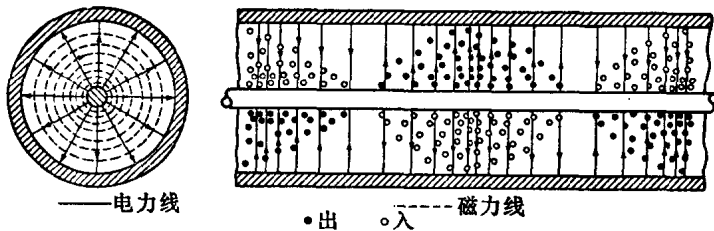


图16-11 同轴线的TEM场结构

文献〔7〕中给出了 TM 和 TE 模可能的场结构形式。TEM 模场的结构示于图 16-11。TEM 模呈现完全横向的场,在垂直于传播方向的横截面上幅度是常值●,并且具有一个与频率无关的传播速度。一些文献〔5~7〕中有 TEM 模的特性阻抗和衰减特性数据,而功率容量在该文献和其他的参考文献〔3、9〕中也有介绍。较高次模的特性也是众所周知的<sup>[4,14]</sup>。关于同轴线已有大量的数据和介绍,很难作出一个简短的摘要。同轴线的横截面一般是圆的,但也有变为其他形状的<sup>[5,16]</sup>。在微波范围内一般使用的同轴元件,其频率可高达 18 千兆赫。对于较高的频率也有特殊用途,但由于衰减大和高次模问题,常常仅用很短的同轴线。

### 16.4 带状线和微带

带状线可被认为是同轴线的发展<sup>[5,16]</sup>。带状线和微带两者都传播 TEM 模,但也能传播较高次模。典型的结构示于图 16-12。开型微带的缺点是屏蔽不够完善,边缘场和信号耦合到其它电路可能是一个严重的问题<sup>[6,17,18]</sup>。但是假若用高介电常数介质时,这些影响就

● 在圆周方向上幅度是相同的。——译注



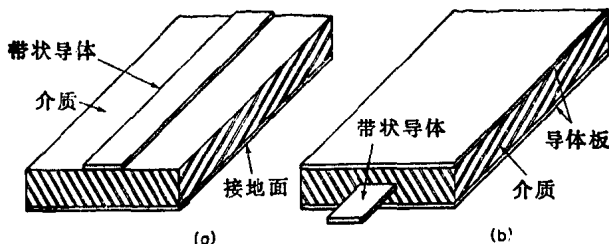


图16-12 介质支撑的带状线的型式  
(a) 非对称线或微带; (b) 对称或多层线。

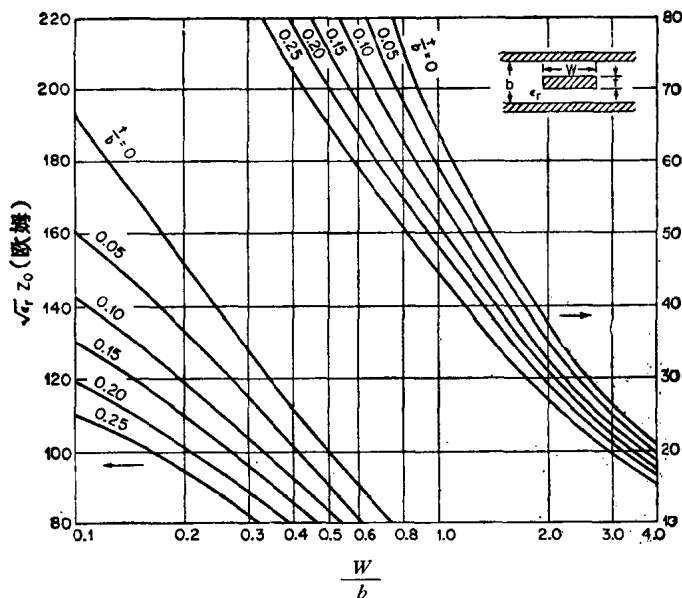


图16-13 对于不同的  $t/b$  值  $\sqrt{\epsilon_r} Z_0$  对  $W/b$  的图表

小了。微带广泛用在集成电路的设计中<sup>(19,20)</sup>。

带状线有在尺寸上较同轴线紧凑的优点。然而它经常用固体介质材料填充，因而比空气填充的线每单位长度有较大的损耗。特性阻抗由相对介电常数和横截面尺寸所决定。图16-13示出了特性阻抗与这些参数的关系。对于各种不同结构的衰减、承受功率能力和相速等完整的数据可以在参考文献[5~7]中找到。

### 16.5 元件和器件

**16.5.1 微波接头** 微波接头被广泛地用于雷达技术中，它们可用做功率分配器、和差网络以及以不同形式用于所有的微波元件上。一个  $N$  端的微波接头的输入和输出信号，可以简便地用散射矩阵联系起来<sup>(21,22)</sup>。虽然在这里不使用散射矩阵，但是在分析微波接头和网络时它是有效的数学工具。

串联 ( $E$  平面) 和并联 ( $H$  平面) 波导 T 接头示于图 16-14 a 和 b。对于同轴线和带状线也可以做出并联 T 接头。已通过分析<sup>(21)</sup> 和实验<sup>(23)</sup> 方法决定了这些 T 接头的等效集总常数电路。T 接头有下列普遍的特性：(1) 在一个端的适当位置短路，可以使其他两端